

Drahtloses Audiosignalübertragungsverfahren für ein Raumklangsystem

Die Erfindung betrifft ein drahtloses Audiosignalübertragungsverfahren für ein Raumklangsystem.

- 5 Moderne Audiowiedergabesysteme sollen zunehmend auch im häuslichen Bereich im Zusammenhang mit einem Fernsehempfänger für Digitalempfang oder einem DVD-Spieler (= „Digital Versatile Disc“) eine Vielkanaltonwiedergabe nach dem Dolby-Digital-Standard, dem DTS-Standard (= „Digital Theater System“) oder einem anderen Raumklangverfahren ermöglichen. Hierbei werden die Audiosignale auf bis zu sechs unterschiedliche Lautsprecherstandorte übertragen. Im Wohnumfeld
- 10 ist dabei das notwendige Verlegen der Signalleitungen häufig problematisch. Daher wird oft eine drahtlose Übertragung gewünscht, die es auch ermöglicht, Abspielgeräte und Lautsprecher in unterschiedlichen Räumen miteinander zu verbinden.

- Bereits auf dem Markt verfügbare Lösungen basieren auf analogen Übertragungsstrecken mit
- 15 Frequenzmodulation. Die Qualität dieser analogen Übertragung für Lautsprecher oder Kopfhörer genügt jedoch meist nicht gehobenen Ansprüchen. Darüber hinaus ist die analoge Übertragung störanfällig, nicht abhörsicher und uneffektiv in der Nutzung der verfügbaren Bandbreite. Im Wohnbereich ist zudem durch Reflexionen und Abschattungen mit gestörten Empfangsbedingungen zu rechnen. Ein erster Schritt zur Verbesserung ist der Ersatz der analogen Signalübertragung durch
- 20 die Übertragung von Daten, die durch vorherige Abtastung und Digitalisierung der analogen Signale gebildet wurden. Ein Beispiel für eine drahtlose Audiosignalübertragung zeigt die eigene Patentanmeldung EP 0 082 905 A1. Mittels einer Infrarotübertragungseinrichtung werden digitalisierte Audiosignale von einer Sendeeinrichtung, beispielsweise ein Fernsehempfänger, auf „Aktivboxen“ übertragen, die so an beliebiger Stelle im Raum aufstellbar sind. Die lästigen Signalleitungen
- 25 entfallen und zur Stromversorgung sind lediglich Anschlüsse an das übliche Stromnetz erforderlich, die im Regelfall keine Schwierigkeiten bereiten. Leider ist dieses System nur für Stereosignale geeignet und auf Vielkanaltonverfahren nicht anwendbar.

- Aufgabe der Erfindung ist es, für ein Vielkanalton-Raumklangsystem ein drahtloses
- 30 Audiosignalübertragungsverfahren und zugehörige Sende- und Empfangseinrichtungen anzugeben, welche die vorbeschriebenen Nachteile vermeiden ohne den Aufwand unzumutbar in die Höhe zu treiben und wobei das Audiosignalübertragungsverfahren auch für die drahtlose Ansteuerung von Kopfhörern, auch für den Stereobetrieb, geeignet ist.

- Die Lösung der Aufgabe erfolgt nach den Merkmalen des Anspruchs 1 dadurch, dass die jeweiligen Audiodaten für eine oder mehrere Audiosignalwiedergabeeinrichtungen zunächst digitalisiert und über eine digitales Modulationsverfahren als Symbole übertragen werden. Die Anzahl der erforderlichen Hochfrequenzkanäle orientiert sich dabei an der vom jeweiligen Gesetzgeber
- 5 vorgegebenen Bandbreite für jeden Kanal und der Gesamtbandbreite des verwendeten Frequenzbereiches. Die an sich schon relativ störungssichere Übertragung mittels Symbolen wird weiter verbessert, indem ein Diversityverfahren verwendet wird. Angepasste Sende- und Empfangseinrichtungen werden in den unabhängigen Ansprüchen 9 bzw. 12 unter Schutz gestellt.
- 10 Die Vermeidung von Störungen durch Mehrwegeempfang und Abschattungen erfolgt durch ein geeignetes Diversityverfahren. Die Ausbreitung von HF- und UHF-Signalen innerhalb von Räumen ist hauptsächlich durch eine Vielzahl voneinander unabhängiger Ausbreitungswege vom Sender zum Empfänger gekennzeichnet. Neben einem mehr oder weniger stark gedämpften direkten Weg, je nachdem ob Hindernisse vorhanden sind oder nicht, entstehen durch Reflexionen mehrere indirekte
- 15 Wege. Da die Weglängen unterschiedlich sind, treffen die Einzelsignale in unterschiedlichen Phasenlagen zueinander ein. Beträgt der Phasenversatz gerade 0° , 360° oder ein Vielfaches davon, so spricht man von konstruktiver Überlagerung. Beträgt er aber 180° oder 180° plus ein Vielfaches von 360° , so handelt es sich um eine destruktive Überlagerung. Sind beide Signale gleich stark, so tritt in diesem Fall eine Totalauslöschung der beiden Signalzüge auf. Dieser Effekt ist natürlich
- 20 frequenzabhängig, da die Phasenverschiebung über eine feste Weglänge von der Frequenz abhängig ist. Feldstärkemessungen zwischen einem Sender und einem Empfänger, bei der eine Bewegung in einem Innenraum über eine 15 m lange Strecke erfolgte die mit Reflexionen und Hindernissen versehen war, ergab bei einer Frequenz von 864 MHz Feldstärkeeinbrüche von bis zu 30 dB, wobei der direkte Ausbreitungsweg allerdings durch ein Hindernis bedämpft war.
- 25 Bei den heutigen FM-Funklautsprechern versucht man, diesen Fall durch eine geschickte Platzierung des Empfängers zu vermeiden. Da aber beispielsweise auch Personen als Hindernis oder Reflektor zu beachten sind, führt deren Bewegung zu einer laufenden Veränderung der Ausbreitungsverhältnisse. Dies gilt natürlich erst recht, wenn der Empfänger portabel ist, wie bei einem batteriebetriebenen Kopfhörer, der ja ebenfalls drahtlos an die Sendeeinrichtung angeschlossen werden soll und hierzu
- 30 mit einer entsprechenden Empfangseinrichtung ausgerüstet ist.

Die einfachste Lösung wäre eine Erhöhung der Sendeleistung. Aus rechtlichen Gründen ist dies bei den zur Verfügung stehenden Frequenzen nicht möglich. Da die Interferenzeffekte orts- bzw. steckenabhängig sind, liegt es nahe, zwei oder mehrere voneinander unabhängige Übertragungs-

- strecken durch ein Diversityverfahren zu realisieren. Die Frequenzabhängigkeit der Interferenzerscheinungen kann man ausnutzen, indem das Signal zeitgleich auf zwei unterschiedlichen Frequenzen ausstrahlt und das jeweils bessere Signal auf der Empfängerseite auswählt. Diese Lösung ist nicht frequenzökonomisch und widerspricht damit den Zielsetzungen des
- 5 Übertragungskonzepts. Weitáus verbreiteter ist das Empfänger-Diversity. Um für die Ausbreitung voneinander unabhängige Wege zu erhalten, werden zwei Empfangsantennen im Abstand von mindestens $\lambda/4$ zueinander aufgestellt. Nun wird entweder das jeweils stärkere Antennensignal vom Empfänger ausgewählt oder beide Signale zusammengeschaltet. Um Ausfälle beim Umschalten zu vermeiden setzt dies allerdings voraus, dass an jedem Empfängerstandort mindestens zwei
- 10 Empfänger komplett bis zur Rückgewinnung der kanalcodierten Daten vorhanden sind.

Die Erfindung und vorteilhafte Weiterbildungen werden nun anhand der Figuren der Zeichnung näher erläutert:

- Fig. 1 zeigt schematisch das bekannte Sender- und Empfängerdiversity ,
- 15 Fig. 2 zeigt schematisch das bekannte Senderdiversity,
- Fig. 3 zeigt schematisch das bekannte Empfängerdiversity,
- Fig. 4 zeigt schematisch ein für die Erfindung verwendetes Senderdiversity mit identischen Sendefrequenzen für die Übertragung von Daten,
- Fig. 5 zeigt das Sendeschema bei dem zugehörigen „Space-Time-Blockcode“,
- 20 Fig. 6 zeigt schematisch als Blockschaltbild einen Sender nach der Erfindung
- Fig. 7 zeigt schematisch als Blockschaltbild einen Empfänger nach der Erfindung
- Fig. 8 zeigt zwei unterschiedliche Datenformate nach der Erfindung.

- Die Vorteile, die sich durch eine Digitalisierung der zu übertragenden Audiosignale ergeben, ist
- 25 einmal die höhere Störsicherheit infolge der Quantisierung, die noch durch die Hinzufügung von Prüfbits oder anderen Fehlererkennungs- und Fehlerkorrekturverfahren weiter verbessert werden kann. Zum anderen sind auf der Datenebene auch genügend Verfahren zur Datenreduktion bekannt, die speziell auf die redundanten Eigenschaften der jeweiligen Signale eingehen, um den Datenumfang ohne Qualitätsverlust zu reduzieren.

30

Durch die Verwendung eines Diversityverfahrens erhöht sich leider die Anzahl der zu übertragenden Kanäle. Üblicherweise ist bei der Anwendung von Diversityverfahren je Übertragungskanal ein Sender und ein Empfänger erforderlich, vgl. Fig. 1. Wenn dabei jeder Audiokanal im einfachsten Fall doppelt ausgelegt wird, ergibt das für die sechs Lautsprecherstandorte 12 Hochfrequenzkanäle und

ebensoviele Sender, Empfänger und Antennen. Das würde eine kostengünstige Realisierung unmöglich machen. Fig. 1 zeigt ein Beispiel für ein derartiges Diversity mit zwei Kanälen, bei dem eine Signalquelle Q mit einer Wiedergabeeinrichtung LB, beispielsweise eine Lautsprecherbox, über zwei Sender S1, S2 mit zwei Antennen AS1, AS2 und zwei Empfänger E1, E2 mit zwei Antennen AE1, AE2 verbunden ist, wobei die über die Sendeantennen AS1, AS2 ausgestrahlten Signale unterschiedliche Sendefrequenzen f_1 , f_2 aufweisen. Die Auswertung der empfangenen Signale und die Erzeugung der eigentlichen Audiosignale erfolgt in einer nachgeschalteten Elektronik E3. Durch die frequenzabhängigen Ausbreitungsbedingungen der beiden Sendefrequenzen f_1 , f_2 wird bereits ein Diversity erreicht, weil sich die Phasenlagen bei Reflektionen und Hindernissen unterscheiden und eine Abschwächung oder gar Auslöschung in der Regel bei unterschiedlichen Frequenzen erfolgt, so dass immer eines der empfangenen Signale ausreichende Feldstärke aufweist. Weitere Verbesserungen sind dadurch möglich, dass nicht nur das Frequenzdiversity ausgenutzt wird, sondern der Abstand der Sendeantennen oder der Abstand der Empfangsantennen zueinander möglichst groß oder die Polarität und Abstrahl- bzw. Empfangsrichtung zueinander unterschiedlich gemacht wird. Diese Maßnahmen können für sich alleine oder in beliebiger Kombination durchgeführt werden. Eine weitere Verbesserung wird erreicht, wenn die beiden Empfänger E1, E2 jeweils nicht nur eine der unterschiedlichen Sendefrequenzen f_1 , f_2 erfassen, sondern so breitbandig ausgelegt sind, dass beide Frequenzen empfangen werden. Die Trennung der Frequenzen und ihrer Inhalte erfolgt dann intern über Siebmittel. Die Anzahl der Übertragungswege verdoppelt sich dadurch etwa, so dass die gefürchteten Auslöschungen noch weniger wahrscheinlich sind.

Eine Vereinfachung im Aufwand stellen einseitige Diversityverfahren dar, die entweder nur auf der Senderseite, vgl. Fig. 2, oder nur auf der Empfängerseite, vgl. Fig. 3, getrennte Sende- bzw. Empfangskanäle aufweisen, denen auf der anderen Seite ein einziger Empfänger E4 bzw. Sender S3 gegenübersteht. Bei dem Senderdiversity von Fig. 2 werden mittels zweier Sender S1 und S2 und zweier Antennen AS1 und AS2 auf zwei unterschiedlichen Frequenzen f_1 , f_2 die zu sendenden Signale ausgestrahlt. Auf der Empfangseite überlagern sich die über die unterschiedlichen Ausbreitungswege laufenden Signale und werden mittels einer einzigen Antenne AE mit zugehörigem Empfänger E4 erfasst. Die Laufzeitunterschiede infolge des Frequenz- und Raumdiversity verhindern in der Regel eine gleichzeitig Totalauslöschung bei beiden Frequenzen f_1 , f_2 . Im Empfänger E4 wird entweder der Signalinhalt beider Frequenzen f_1 , f_2 überlagert oder diejenige Frequenz ausgewählt, die momentan die höheren Feldstärke aufweist. Ein Sonderfall von Fig. 2, der allerdings nicht dargestellt ist, verwendet für beide Frequenzen f_1 , f_2 die gleiche Sendeantenne. In diesem Fall liegt also nur noch Frequenzdiversity vor.

Bei dem Empfängerdiversity nach Fig. 3 ist nur ein einziger Sender S3 vorhanden, der über seine Antenne AS das Signal mit der Sendefrequenz f abstrahlt. Auf der Empfangsseite wird dieses Signal mit zwei getrennten Antennen AE1, AE2 und zugehörigen Empfängern E1, E2 empfangen, denen wie in Fig. 1 eine gemeinsame Elektronik E3 nachgeschaltet ist, die letztlich die Wiedergabe-einrichtung LB speist. Bei diesem Verfahren handelt es sich um Raumdiversity, wobei mittels der Empfangsantennen AE1, AE2 Richtungs- oder Polaritätsdiversity hinzukommen kann. Entweder überlagert man die beiden Signale der Empfänger E1, E2 in der nachgeschalteten Elektronik E3 oder diese verfügt über eine Auswahlschaltung, die lediglich das Antennensignal mit der höheren Feldstärke weiterverarbeitet.

Das Empfängerdiversity wird beispielsweise gern im professionellen Bereich für tragbare Mikrofone verwendet, weil dort mehrere Sendeantennen völlig ausgeschlossen sind. Das frequenzmodulierte Signal des Mikrofonsenders wird dabei von einem zugehörigen Empfangsgerät empfangen, das mit zwei ausziehbarer Antennen verkoppelt ist; die jeweils an einen Hochfrequenzempfänger angeschlossen sind. Das Diversityverfahren ist wegen des relativ geringen Abstandes der Empfangsantennen hierbei zwar nicht optimal, aber im professionellen Bereich spielt der elektronische Aufwand mit empfindlichen Empfängern, der Weiterleitung und Verarbeitung der Signale natürlich keine Rolle; im Bedarfsfall wird eben ein weiteres Empfangsgerät eingesetzt.

Mehrfachantennen bei Lautsprecherboxen sind für den häuslichen Anwendungsbereich schon aus ästhetischen Gründen indiskutabel. Diversityverfahren nach Fig. 1 und Fig. 3 scheiden somit aus. Zum Glück gibt es ein abgewandeltes Senderdiversityverfahren, das eine Weiterentwicklung zu Fig. 2 darstellt, aber nur für die Übertragung von Datenfolgen geeignet ist. Der apparative Mehraufwand dieses Verfahrens liegt im wesentlichen nur auf der Sender- und nicht auf der Empfängerseite. Fig. 4 zeigt hierzu das Sender- und Empfängerschema. In Fig. 5 wird in Form einer Tabelle schematisch dargelegt, wie bei dem bekannten „Space-Time-Blockcode“-Verfahren die Übertragung zweier unterschiedlicher Datenfolgen unter Verwendung gleicher Sendefrequenzen erfolgt. Die Grundlagen dieses Verfahrens sind beispielsweise in „IEEE SIGNAL PROCESSING MAGAZINE“, Mai 2000, Seiten 76 bis 91 in dem Artikel „Increasing Data Rate over Wireless Channels“ von Ayman F. Naguib, Nambi Seshadri und A. R. Calderbank ausführlich für verschiedene Varianten beschrieben. Um dieses Verfahren auf die Ansteuerung von hochwertigen Audiowiedergabeeinrichtungen LB anwenden zu können, muss die Quelle Q Daten als Audiosignale liefern oder es muss im Falle

analoger Signale eine Digitalisierung in der Quelle Q oder in einem nachgeschalteten Codierer CS stattfinden.

In der Sendeeinrichtung S40 wird der zu übertragende Datenstrom D_0 dabei im Codierer CS
5 entsprechend Fig. 5 in einen ersten und zweiten Datenstrom D_1 , D_2 aufbereitet, der Sendestufe S4 mit zwei Hochfrequenzsendern S5, S6 zugeführt und über zwei räumlich getrennte Antennen AS1, AS2 als quadraturmodulierte Signale ausgestrahlt, aber trotz unterschiedlicher Inhalte im gleichen Frequenzband f . Auf der Empfängerseite reicht in der Empfangseinrichtung E50 eine einzige Hochfrequenzempfangseinrichtung AE, E5 mit einer entsprechend angepassten Decodiereinrichtung
10 CE aus, um aus den überlagerten Signalen r , bzw. einer daraus gebildeten Datenfolge D_r , wieder die ursprüngliche Datenfolge D_0 zu gewinnen. Diese steht dann für die Weiterverarbeitung und Wiedergabe in der Audiowiedergabeeinrichtung LB zur Verfügung. Dass dieses Diversityverfahren vom Aufwand abgesehen nur auf die Übertragung von Daten anzuwenden ist, ist kein Nachteil, denn die Übertragung von Daten ist bekanntlich weniger störanfällig als die Übertragung von
15 Analogsignalen und erfordert bei geeigneter Codierung auch weniger Kanalbreite. Wenn das Audiosignal durch Digitalisierung in einen Datenstrom umgesetzt ist, sind auch bekannte Verfahren der Datenkomprimierung anwendbar.

Durch eine Datenkomprimierung auf der Senderseite wird eine weitere Vereinfachung erreicht. Die
20 verfügbaren Hochfrequenzkanäle sind relativ schmalbandig und weisen nur eine maximale Kanalbreite von beispielsweise 300 kHz auf. Durch die Datenkompression ist man aber trotzdem in der Lage, die Daten von zwei oder mehr Audiokanälen auf einem Hochfrequenzkanal zu übertragen. Die Datenkomprimierung nutzt dabei die Redundanz von Audiosignalen aus, wobei in der Regel die Rechts- und Linksinformationen symmetrischer Lautsprecherstandorte für eine derartige
25 Komprimierung besonders geeignet sind. Zur eigentlichen Übertragung wird dann der Datenstrom in Symbole umgesetzt, die mittels des hochfrequenten Trägers übertragen werden.

Die vorgesehene digitale Übertragung, also die Übertragung mit Symbolen erfordert auf der Empfängerseite eine Auswertung des empfangenen Signals zu vorgegebenen Zeitpunkten, zu denen
30 das übertragene Signal einen definierten Zustand in der Quadratursignalebene einnimmt. Zur Ermittlung dieses Zustandes, der dem übertragenen digitalen Symbol entspricht, infolge der Übertragung aber mehr oder weniger gestört ist, wird das empfangene Signal mindestens zu definierten Zeitpunkten abgetastet und digitalisiert. Die Störfreiung, weitere Umsetzung und Decodierung erfolgt dann ebenfalls rein digital. Mit Null-ZF- oder Tief-ZF-Empfängern, bei denen

die beiden Quadraturkomponenten direkt in das Basisband oder eine tiefe Frequenzlage umgesetzt und dort digitalisiert werden, lassen sich besonders kostengünstige Empfangskonzepte angeben, die je Empfänger in einem einzigen IC unterzubringen sind und ohne nennenswerte externe Beschaltung auskommen. Da nach der Frequenzumsetzung die Decodierung und die weitere Signalverarbeitung in einem digitalen Signalprozessor realisiert ist, lassen sich dort Ungenauigkeiten des Analogteiles der Schaltung, wie Phasen- und Amplitudenfehler korrigieren, da Unsymmetrien und Ungenauigkeiten im digitalen Verarbeitungsteil als separate Fehlerquellen entfallen.

Für die Auswahl der Übertragungsbandes stehen einige hochfrequente Bänder zur Verfügung.

10 Zweckmäßigerweise wird ein Übertragungsband genommen, das für derartige Übertragungen frei ist. Der freigegebene Frequenzbereich zwischen 433,020 MHz und 434,790 MHz, der auch als „ISM-Band“ bekannt ist, eignet sich weniger, weil kein Schutz vor anderen Nutzern sowie den dort bevorrechtigten Aussendungen des Amateurfunkdienstes besteht. Es stören so nicht nur die eigene Alarmanlage oder die funkgesteuerte Zentralverriegelung des Autos des Nachbarn. Das FM-Signal

15 kann auch von jedermann abgehört werden. Das für Audioübertragungen vorenthaltene Frequenzband von 863 MHz bis 865 MHz wird bisher recht zögerlich akzeptiert, vermutlich weil die zulässige Sendeleistung mit 10 mW Strahlungsleistung (ERP) für einen einzelgenehmigungsfreien Betrieb relativ gering ist. Im Nahbereich wäre der Einsatz dieses Frequenzbandes für die drahtlose Ansteuerung der Audiowiedergabeeinrichtungen recht geeignet, solange Sende- und Empfangs-

20 antenne zueinander Sicht haben. Ist das nicht der Fall, so sind Empfangsbeeinträchtigungen die Folge. Das Signal wird wie bereits erwähnt nicht nur gedämpft, sondern auch vielfach reflektiert. Treffen nun zwei dieser Signalanteile gegenphasig und etwa gleichstark beim Empfänger ein, so löschen sie sich gegenseitig aus. Man spricht hier von Interferenzen. Im Extremfall kann ein nahezu totaler Empfangsausfall die Folge sein.

25 Ein bei 40 MHz liegende Band scheidet wegen zu geringer Bandbreite aus. Im Segment um 432 MHz im 70-cm-Amateurband sind starke Störungen zu erwarten. Frequenzen im GHz-Bereich fallen wegen der höheren Komponentenkosten und der zunehmend ungünstigen Ausbreitungsbedingungen weg. Außerdem beherbergt der niedrigste dieser Bereich um 2450 MHz schon eine Vielzahl von

30 Diensten und Nutzern wie Bluetooth, Wireless Data Links und Mikrowellenöfen. Es bleibt so der Bereich um 864 MHz, zumal dieser u.a. speziell für drahtlose Audioapplikationen im Streamingverfahren (duty cycle = 1) vorgesehen ist, das heißt, dass der Hochfrequenzträger im jeweiligen Kanal dauernd in Aktion sein kann. Wegen der knappen Bandbreite von nur 2 MHz für dieses gesamte Frequenzband müssen die Audiodaten komprimiert werden. Für eine gleichzeitige

Bilddarstellung ist Lippensynchronität gefordert, wodurch die maximal erlaubte Verzögerung zwischen Bild und Ton höchstens 20 ms betragen darf. Diese Forderung muss bei dem gewählten Komprimierverfahren neben der selbstverständlichen Forderung nach möglichst hoher Wiedergabetreue eingehalten werden. Geeignete Komprimierungsverfahren, um die 16 Bit oder 24 Bit tiefen Audiodaten rechnerisch auf 6 Bit je Abtastwert zu komprimieren sind bekannt, vgl. beispielsweise ADPCM (= Adaptive Differentielle Pulscodemodulation) oder andere Verfahren in „K. D. Kammeyer“, Nachrichtenübertragung, B.G. Teubner Stuttgart, 2. Auflage 1996, Seiten 124 bis 137, Kapitel 4.3 „Differentielle Pulscodemodulation“. Ein mit 48 kHz abgetastetes Stereosignal käme damit auf eine Datenrate von 576 kB/s. Höherwertige Komprimierungsverfahren wie MP3, die eine noch stärkere Komprimierung ermöglichen würden, kommen nicht in Frage, da deren Verzögerung zu groß ist und eine senderseitige Vorverzögerung der Bildinformation im Heimbereich zu aufwendig ist.

Als digitale Modulation für die Übertragung der Symbole wird zweckmäßigerweise 16-QAM gewählt. Dies stellt einen günstigen Kompromiss zwischen der Übertragungskapazität und der Realisierbarkeit dar. Ausgiebige Systemanalysen zeigen, dass eine 3/4-Trellis-Codierung der Modulation für einen ausreichenden Fehlerschutz sorgt. Die Bruttodatenrate für das Stereosignal liegt dann bei 768 kB/s. Die Synchronisation und die Steuerung der räumlich verteilten Audiowiedergabegeräte, erfordern eine geringe Anzahl von zusätzlich zu übertragenden Daten, so dass die endgültige Datenrate ca. 840 kB/s ist. Die somit erhaltene Symbolrate von 210 kS/s lässt sich bei einem Roll-off-Faktor von 19 % in einem 250 kHz breiten Kanal unterbringen. Damit stehen in dem 2 MHz breiten Segment zwischen 863 MHz und 865 MHz acht HF-Träger mit je zwei Audiokanälen zur Verfügung.

Ein voll ausgebautes System mit 6-Kanal-Ton benötigt zwar 3 der 8 HF-Kanäle, so dass nur 2 solcher Systeme im Haus nebeneinander betrieben werden können, ohne sich gegenseitig zu stören. Erfahrungen zeigen jedoch, dass oft der Center- und der Sublautsprecher direkt über Draht mit dem Abspielgerät verbunden sind, wodurch nur noch 2 HF-Kanäle erforderlich sind. Außerdem sieht das System eine dynamische Zuordnung der Kanäle vor, wodurch z.B. bei einem Stereosignal nur 1 Träger verwendet werden muss, auch wenn mehr als 2 Lautsprecher angesprochen werden. Die grundsätzliche Betrachtung, dass zwei ausreichend weit voneinander entfernt aufgestellte Antennen auf mindestens einer Seite des Übertragungswegs mit einer Einzelantenne auf der Gegenseite zwei voneinander unabhängige Übertragungsstrecken bilden, gilt auch für den Fall, dass die sich die zwei Antennen auf der Senderseite befinden. Hier kann natürlich in Ermangelung eines

Rückkanals der Sender nicht zwischen den beiden Antennen eine Auswahl treffen, er hat ja keinerlei Information über die jeweiligen Empfangsbedingungen. Es muss daher ein Weg gefunden werden, das Nutzsignal zweimal so auszustrahlen, dass ein Diversitygewinn erzielt wird, ohne gleichzeitig eine Beeinträchtigung der beiden Signale gegenseitig zu bewirken. Hier bietet sich das bereits
5 erwähnte Space Time Coding“-Verfahren an, dessen „Space-Time-Blockcodes“ (= STBC) oder „Space-Time-Trelling-Codes“ (= STTC) diese Bedingung erfüllen.

Die Tabelle in Fig. 5 zeigt schematisch die STBC-Codierung und Ausstrahlung einer Datenfolge D_0 mit den Daten, A, B, C, D. Die erste Zeile „Takt“ gibt die aufeinanderfolgenden Takte T_1, T_2, T_3, T_4
10 für die ursprüngliche Datenfolge D_0 und die Übertragung der Symbole an. Die ursprüngliche Datenfolge D_0 mit den Daten A, B, C, D steht in der zweiten Zeile. Die dritte und vierte Zeile zeigen eine durch Umformung erhaltene erste Datenfolge D_1 mit den Daten A, $-B^*$, C, $-D^*$, D_2 und eine zweite Datenfolge D_2 mit den Daten B, A^* , D, C^* . Die dritte und vierte Zeile stellen die Symbolfolgen dar, die von den beiden Antennen AS1 und AS2 mittels Quadratursignalen übertragen
15 werden. Der Stern „*“ gibt dabei den konjugiert komplexen Datenwert an. Die fünfte Zeile definiert die geraden und ungeraden Zeitpunkte „even“ und „odd“ bezüglich der Takte T_1 bis T_4 . Die sechste Zeile zeigt schließlich die Zusammenfassung der Symbole A, B und C, D zu einem ersten bzw. zweiten Symbolpaar Sy1, Sy2. Der Vollständigkeit wegen wird erwähnt, dass die Datenfolgen D_1, D_2 auch anders zusammengesetzt sein können, beispielsweise D_1 mit A, B^* , C, D^* und
20 D_2 mit $-B, A^*, -D, A^*$ oder andere Kombinationen. Es muss lediglich sichergestellt sein, dass die Symbole A, B, C, D in beiden Datenfolgen unterschiedlich codiert sind und auf der Empfangsseite die entsprechenden Gleichungen zur Verfügung stehen.

Im ersten Schritt während des Taktes T_1 werden die zwei aufeinanderfolgenden Symbole A, B
25 parallel ausgesendet. Die Antenne AS1 überträgt das Symbol A und die Antenne das Symbol B. Zur Unterscheidung werden in der angegebenen Literatur die beiden aufeinanderfolgenden Symbole A, B als ein Symbolpaar bezeichnet, wobei das erste Symbol A als „gerades Symbol“ (=even) und das zweite Symbol B als „ungerades Symbol“ (=odd) definiert werden. Danach findet eine Vertauschung und Umformung der beiden zuerst übertragenen Symbole A, B statt, so dass im zweiten Schritt
30 während des Taktes T_2 auf der Antenne AS1 das Symbol B konjugiert komplex und negiert als $-B^*$ und das andere Symbol A konjugiert komplex als A^* übertragen wird. Nach zwei Schritten T_1, T_2 ist somit ein Symbolpaar A, B, das erste Symbolpaar Sy1, übertragen. Im dritten und vierten Takt T_3, T_4 wird auf identische Weise das zweite Symbolpaar Sy2 mit den Symbolen C, D übertragen. Jedes Symbol wird somit zweimal übertragen. Da aber auch eine parallele Ausstrahlung über die beiden

Antennen AS1, AS2 vorliegt, ist auf der Empfängerseite die Datenrate der Datenfolge D_r identisch zur ursprünglichen Datenrate der Datenfolge D_0 .

- Auf der Empfängerseite müssen nun die mit gleicher Frequenz empfangenen und überlagerten
 5 Symbole A, B bzw. C, D wieder getrennt werden. Mathematisch entspricht das der Lösung eines linearen Gleichungssystems mit den zwei Unbekannten A und B:

$$r_{\text{even}} = h_1 \cdot A + h_2 \cdot B \quad \text{Gleichung (1)}$$

$$r_{\text{odd}} = h_2 \cdot A^* + h_1 \cdot (-B^*) \quad \text{durch Umwandlung ergibt sich} \quad \text{Gleichung (2)}$$

$$10 \quad r_{\text{odd}}^* = h_2^* \cdot A - h_1^* \cdot B \quad \text{Gleichung (3)}$$

- Dabei bedeutet h_1 die Übertragungsfunktion von der ersten Antenne AS1 auf die Empfangsantenne AE und h_2 die Übertragungsfunktion von der zweiten Antenne AS2 auf die Empfangsantenne AE. Die empfangene Signalgröße zum Zeitpunkt „even“ ist r_{even} und setzt sich aus den Komponenten A
 15 und B sowie den beiden Übertragungsfunktionen h_1 und h_2 zusammen. Die empfangene Signalgröße r_{odd} zum Zeitpunkt „odd“ setzt sich aus den Komponenten h_1 , h_2 , A^* und $-B^*$ zusammen. Sofern die Übertragungsfunktionen h_1 und h_2 bekannt sind, stellen die Gleichungen (1) und (2) ein lineares System dar, aus dem A und B bestimmt werden können. Wenn von beiden Seiten der Gleichung (2) die konjugiert komplexe Form entsprechend Gleichung (3) gebildet wird, dann sind die Symbole A, B
 20 identisch zu den Symbolen von Gleichung (1).

- Die Übertragungsfunktionen h_1 , h_2 sind zunächst nicht bekannt. Sie stellen jedoch gleichsam einen stationären Zustand dar, weil sich die Raumbedingungen gegenüber der Datenrate nur relativ langsam ändern. Man kann ferner von der zweckmäßigen Annahme ausgehen, dass beide
 25 Übertragungsfunktionen zunächst gleich sind und dann durch einen Regelvorgang auf der Empfängerseite die optimale Einstellung suchen. Hierzu werden auf der Empfängerseite die empfangenen Signale mit einer inversen Übertragungsfunktion in einer Linearkombination h^{-1} (vgl. Fig. 7) multipliziert, die zunächst als Schätzwert vorliegt und durch einen adaptiven Algorithmus an die tatsächlichen Übertragungsfunktionen der beiden Sendeantennen AS1, AS2 angepasst wird. Die
 30 Übertragungsfunktionen h_1 bzw. h_2 und ihre zugehörigen inversen Übertragungsfunktionen h_1^{-1} bzw. h_2^{-1} in der Linearkombination h^{-1} bilden zusammen einen linearen Frequenzgang. Durch die Linearkombination h^{-1} werden die nach der Übertragung empfangenen Symbole A' , B' so in die Quadratursignalebene umgerechnet, dass aus diesen Werten mittels eines Symbolentscheiders ET die zugehörigen entschiedenen Symbole A'' , B'' bestimmt werden können. Treten durch Übertra-

- gungsänderungen in den empfangenen Symbolen A', B' Abweichungen gegenüber den inversen Übertragungsfunktionen h_1^{-1} , h_2^{-2} in der Linearkombination h^{-1} auf, dann werden diese Abweichungen mittels eines Gleichungssystems in einer Recheneinheit RE gleichsam als Differenzen erfasst. Diese Differenzwerte werden mittels eines Regelkreisfilters Fr geglättet und als
- 5 Korrekturwerte der Linearkombination h^{-1} zugeführt.

- Fig. 6 zeigt die wesentlichen Funktionseinheiten eines Ausführungsbeispiels einer Sendeeinrichtung S40 nach der Erfindung als Blockschalbild. Eine Signalquelle Q liefert ein analoges Audiosignal an einen Analog-Digitalumsetzer AD, dessen Ausgang einen Datenstrom D_0 mit der durch den
- 10 Digitalisierungstakt t_s vorgegebenen Symbolrate liefert. Der Digitalisierungstakt entspricht dabei zweckmäßigerweise dem in einem Symboltaktgenerator T_s erzeugten Symboltakt t_s oder einem Vielfachen davon. In einer Sendecodiereinrichtung CS werden aus dem Datenstrom D_0 die beiden unterschiedlichen Datenströme D_1 und D_2 gebildet, die die einzelnen Symbolpaare A,B; C,D enthalten, aber entsprechend Fig. 5 mit jeweils unterschiedlichen Codierungen in der
- 15 Quadratursignalebene. In einer Hochfrequenzstufe S4 werden die beiden Datenfolgen D_1 , D_2 mittels zweier Quadraturmischer M1, M2 und mittels der aus einem Hochfrequenzoszillator Os1 stammenden Sinus- und Kosinuskomponente eines Quadraturträgers tr in das gewünschte Hochfrequenzband f übertragen und getrennt über die Antennen AS1, AS2 ausgestrahlt. Die erforderlichen Impulsformfilter sowie die Filtereinrichtungen zur Vermeidung von Stör- und
- 20 Aliasignalen sind der besseren Übersicht wegen in Fig. 6 nicht dargestellt.

- Fig. 7 zeigt schematisch als Blockschalbild ein Ausführungsbeispiel für eine Empfangseinrichtung E50 nach der Erfindung. Bei dem Schaltungsblock E5 handelt es sich um einen Überlagerungsempfänger, der das über die Antenne AE empfangene hochfrequente Signal mittels
- 25 eines Hochfrequenzmischers M3 aus dem hochfrequenten Kanal f in eine Zwischenfrequenzlage umsetzt, die etwa in einem Frequenzbereich von 1 bis 2 MHz liegt. Der Träger für den Mischer M3 ist ein Hochfrequenzsignal HF aus einem lokalen Oszillator Os2. Nach dem Mischer M3 filtert ein Bandpass F1 das gewünschte Frequenzband aus und führt das gefilterte Signal einem Analog-Digitalumsetzer ADE zur Digitalisierung zu. Die Umsetzung in eine Zwischenfrequenz hat den
- 30 Vorteil, dass nur ein einziger Analog-Digitalumsetzer ADE erforderlich ist. Bei der Null-ZF- oder Tief-ZF-Umsetzung erfolgt bekanntlich eine Aufspaltung in zwei Kanäle, die in Quadratur zueinander stehen und die somit auch zwei Analog-Digitalumsetzer erfordern. Die weitere Verarbeitung in der Dekodiereinrichtung CE erfolgt unabhängig von der vorausgehenden Stufe E5 rein digital.

Das digitalisierte Signal nach dem Analog-Digitalumsetzer ADE wird nun mittels eines Quadraturmischers M4 und nicht dargestellter Dezimierstufen so umgesetzt, dass die Datenrate des resultierenden Datenstromes der Symbolrate t_s oder einem ganzzahligen Vielfachen davon entspricht.

5 Der Quadraturmischer M4 ist von einem Oszillator Os3 mit einer Sinus- und Kosinuskomponente der heruntergemischten Trägerfrequenz gespeist, die am Ausgang des Mischers M4 auch zwei Mischungskomponenten ergeben. Zur Verdeutlichung sind in Fig. 7 die Datenleitungen für diese zwei Komponenten als Doppellinien dargestellt. Wenn der vorausgehende Schaltungsblock E5 ein Null-ZF- oder ein Tief-ZF-Umsetzer ist, dann sind bereits zwei in Quadratur stehende Datenpfade in

10 tiefer Frequenzlage vorhanden und der Quadraturmischer M4 entfällt.

Bei den Komponenten in den beiden Datenleitungen handelt es sich um digitalisierte Signalwerte, die allerdings mit den übertragenen Symbolen verkoppelt sind. Ein elektronischer Schalter Sw1 verteilt nun diese digitalen Werte synchron zum Symboltakt t_s auf zwei Schalterausgänge 1, 2 und speist

15 damit die Eingänge einer Symbolerkennungseinrichtung SD.

Mit dem Schalter Sw1 werden die Signale aus dem Mischer M4 alternierend auf die beiden Eingänge 1, 2 der Symbolerkennungseinrichtung SD aufgeteilt, an deren Ausgang die entschiedenen Symbole aus dem empfangenen Signal abgreifbar sind. Durch die alternierende Aufteilung und die

20 nachfolgende Lösung der linearen Gleichungen für die empfangenen Signale in der Linearkombination h^{-1} stehen an deren beiden Ausgänge von jedem Symbolpaar Sy1, Sy2 die vorläufig geschätzten Symbole A', B' bzw. C', D' zur Verfügung. Ein Entscheider ET bildet daraus die entschiedenen Symbole A'', B'' bzw. C'', D'', die mittels einer nachgeordneten Tabelle TB in elektronische Daten für die Symbole A, B, C, D für die Weiterverarbeitung umgesetzt werden. Aus

25 den parallel anstehenden Symbolen A, B bzw. C, D der Symbolpaare bildet ein alternierend mit dem Symboltakt t_s gesteuerter Schalter Sw2 wieder die ursprüngliche Datenfolge D₀ mit den Daten A, B, C, D. Dieser Datenstrom kann in das gewünschten Audiosignal umgewandelt werden.

Bei der Dekodierung der Symbole, insbesondere im Null-ZF oder Tief-ZF-Verfahren, kann der Fall

30 auftreten, dass beim Mischen der Träger in ein aktives Frequenzband gelegt wird. Dadurch wird eine große Gleichkomponente im heruntergemischten Signal erzeugt, die in der Regel die Arbeitsbereiche der Analog-Digitalumsetzer übersteigt. Beim Herabregeln der Signalgröße geht die Auflösung verloren. Sinnvoll ist daher die Beschreitung eines anderen Weges, bei dem mittels eines einfachen

Regelkreises dem Analogsignal vor der Digitalisierung ein genügend großer Gleichwert überlagert wird, bis das Signal einigermaßen im Aussteuerbereich des oder der Analog-Digitalumsetzer liegt.

Die Anpassung der Parameter in der Linearkombination h^{-1} erfolgt, indem die Signale der Eingänge
5 1, 2 und die beiden Ausgänge des Symbolentscheiders ET auf jeweils einen Eingang der Recheneinheit RE zum Vergleich geführt sind. Im eingeschwungenen Zustand sollen die empfangenen Symbole A' , B' , C' , D' und die entschiedenen Symbole A'' , B'' , C'' , D'' bis auf nicht vermeidbare Rauschanteile durch die inversen Übertragungsfunktionen h_1^{-1} , h_2^{-2} in der Linearkombination h^{-1} miteinander verknüpft sein, denn die inverse Übertragungsfunktionen sollen ja
10 die Übertragungswege genau kompensieren. Abweichungen in der Linearität werden in der Recheneinheit RE über deren Gleichungssysteme festgestellt und erzeugen Korrektursignale, die über ein Regelkreisfilters F_r Korrekturereingängen der Linearkombination h^{-1} zugeführt werden.

Zur Umwandlung in das Audiosignal sind jedoch noch weitere Angaben erforderlich, wie
15 beispielsweise die Lautstärke, die Klangfarbe oder die Balance, die vom jeweiligen Ort der Audiowiedergabeeinrichtung abhängig ist. Weitere Steuerinformationen betreffen den Standort des Gerätes innerhalb des Raumklangsystems, also seine Adresse, das angewendete Datenkomprimierungsverfahren, Informationen über die aktuellen Schutzmaßnahmen zur Datensicherung bei der Übertragung und Synchronisationsbits zur Erkennung des Datenpaketanfangs
20 und zur Synchronisation der Symbolerkennung. Derartige Steuerinformationen müssen dem eigentlichen Audiosignal unhörbar überlagert oder zusätzlich dazu übertragen werden. Hier bietet sich zweckmäßigerweise das Paketformat für die Übertragung an, das in einem Kopfteil alle erforderlichen Steuerinformationen und Adressen enthält. Der eigentliche Datenteil, enthält dann die Daten für das Audiosignal, ev. auch noch Prüfbits oder Leerbits, um die einzelnen Datenbereiche
25 auszufüllen.

Da die Quellendatenströme gelegentlich schon digitalisiert sind, soll eine Abtastratenwandlung oder gar Umkodierung mit dem Umweg über ein analoges Signal vermieden werden. Das erfordert aber die Übertragung so unterschiedlicher Abtastraten wie 44,1 kHz oder bei 48 kHz und ganzzahliger
30 Vielfache davon. Die gewählte einheitliche Datenpaketstruktur, meist als „Frame“ bezeichnet, ist zweckmäßigerweise 10 ms lang. Nach einem Kopfdatenbereich (=Header) mit Synchronisationsbits und den Steuerparametern werden bei 48 kHz zwei Stereoblöcke mit je 2×240 6-Bit-Werten übertragen. Bei 44,1 kHz werden drei Stereoblöcke mit je 2×147 6-Bit-Werten übertragen. Bei 44,1

kHz und niedrigeren Abtastraten werden die unbenötigten Bits in den einzelnen Datenblöcken mit einer festgelegten Bitsequenz aufgefüllt.

Fig. 8 zeigt hierzu schematisch die Datenformate für die Übertragung der Audiodaten. Beide

- 5 Datenformate stellen jeweils ein Datenpaket FD mit 10 ms Länge dar. Das obere Datenformat eignet sich besonders für eine Quellenrate von 48 kHz und das untere für eine Quellenrate von 44,1 kHz. Dem Kopfdatenbereich H folgen alternierend die einzelnen Datenblöcke für den linken und rechten Audiokanal L bzw. R. Zweckmäßigerweise orientiert sich die Komprimierung paarig an diesen Blöcken, so dass die Dekomprimierung (vgl. Pfeile „Dekomp.“ in Fig. 8) auf der Empfängerseite
- 10 jeweils nach Empfang des ersten Audioblockpaares L, R beginnen kann. Bei dem oberen Frame entspricht das einer Verzögerung von etwa 5 ms und bei dem unteren Frame etwa 3,3 ms. Auf der Senderseite kommt etwa nochmals der gleiche Verzögerungswert hinzu, so dass die Forderung nach Lippensynchronität, die weniger als 20 ms Verzögerung zwischen Bild und Ton verlangt, eingehalten werden kann.

15

Patentansprüche

1. Drahtloses Audiosignalübertragungsverfahren für Audiosignale zwischen einer Sendeeinrichtung (S40) und einer räumlich benachbarten Empfangseinrichtung (E50), die einer in ein Raumklangsystem einbezogenen Audiosignalwiedergabeeinrichtung (LB) zugeordnet ist, mit folgenden Merkmalen:
 - die Audiosignale werden in der Sendeeinrichtung (S40) vor der Übertragung digitalisiert, komprimiert und als Datenpakete (FD) mittels eines digitalen Hochfrequenzübertragungsverfahrens übertragen, wobei den einzelnen Daten Symbole in einer Quadratursignalebene zugeordnet sind,
 - zwischen der Sendeeinrichtung (S40) und der Empfangseinrichtung (E50) findet ein Senderdiversitybetrieb statt, wobei die Sendeeinrichtung zwei getrennte, aber im gleichen Frequenzband (f) arbeitende Hochfrequenzsender (S5, S6) mit zugehörigen Sendeantennen (AS1, AS2), die Audiosignalwiedergabeeinrichtung (LB) jedoch nur eine einzige Empfangseinrichtung (E50) mit einer Empfangsantenne (EA) und einem Hochfrequenzempfänger (E5) für das Frequenzband (f) aufweist, und
 - die beiden Datenströme für den Senderdiversitybetrieb werden aus dem zuvor digitalisierten Audiodatenstrom durch eine vorgegebene Codierungsanweisung abgeleitet.
2. Audiosignalübertragungsverfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass
 - in der Sendeeinrichtung (S40) die Datenfolge (D₀) vor der Übertragung in eine erste und zweite Datenfolge (D₁, D₂) von aufeinanderfolgenden Symbolpaaren (Sy1, Sy2) umgesetzt wird, wobei in der ersten und zweiten Datenfolge (D₁, D₂) die zeitlich zusammengehörigen Symbolpaare die jeweils die gleichen Symbole (A, B bzw. C, D) enthalten,
 - in der ersten und zweiten Datenfolge (D₁, D₂) die Reihenfolge der Symbole (A, B bzw. C, D) innerhalb der Symbolpaare (Sy1, Sy2) im zeitlichen Ablauf gegeneinander vertauscht wird und
 - außer der zeitlichen Vertauschung auch eine Änderung ihrer Codierung bezüglich der Quadratursignalkomponenten vorgenommen wird, wobei sich die Änderung auf das Vorzeichen

des jeweiligen Symbols bezieht und/oder auf eine Umformung des jeweiligen Symbols in seine konjugiert komplexe Größe.

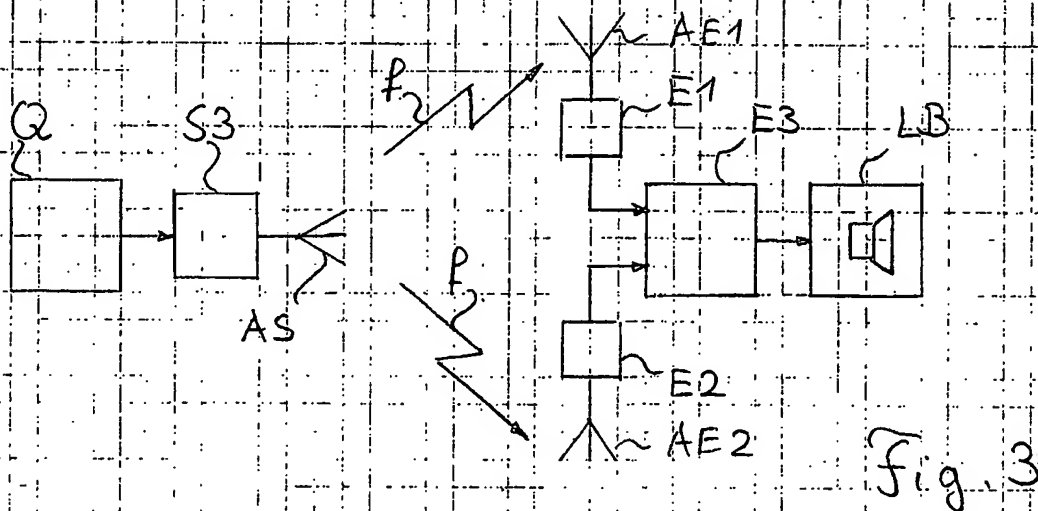
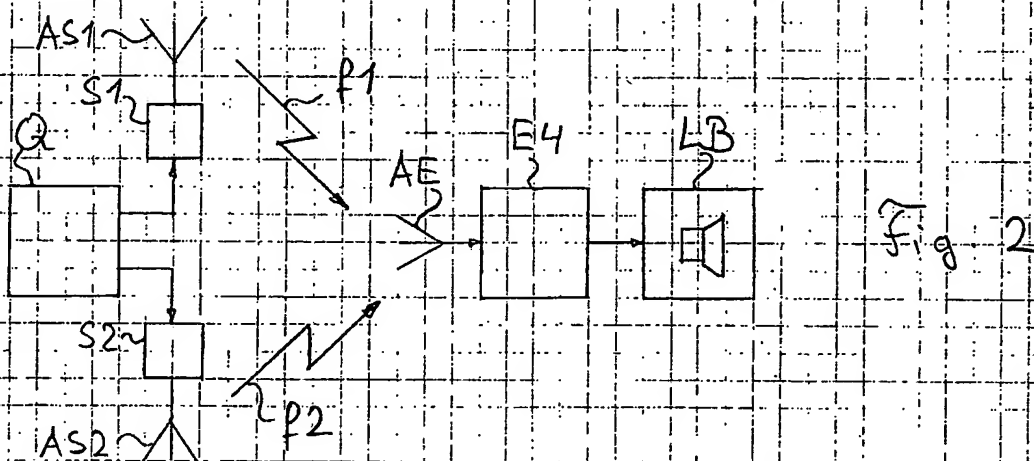
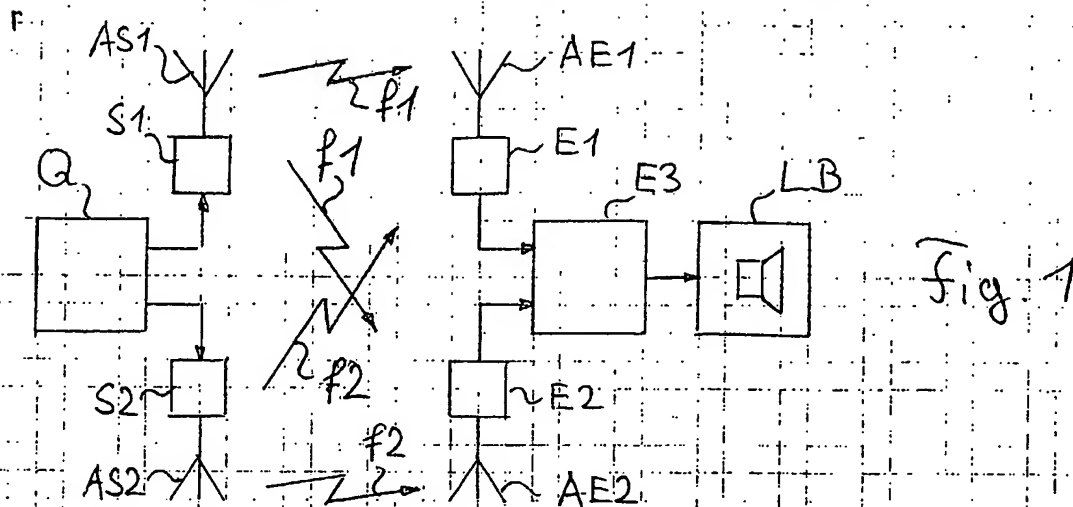
3. Audiosignalübertragungsverfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der
5 Datenumfang der digitalisierten Audiosignale mittels eines Kompressionsverfahrens in der Sendereinrichtung (S40) reduziert und in der Empfangseinrichtung (E50) mittels eines zugehörigen Dekompressionsverfahrens wieder rückgängig gemacht wird.
4. Audiosignalübertragungsverfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die
10 Datenpakete (FD) eine Kopfinformation (H) mit Steuer- und Hilfsinformationen enthalten.
5. Audiosignalübertragungsverfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der
Datenteil jedes Datenpaketes (FD) Audiodaten für zwei Audiosignalwiedergabeeinrichtungen
(LB) enthält.
15
6. Audiosignalübertragungsverfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass jedes
Datenpaket (FD) eine gerade Anzahl von Datenblöcken enthält, mit denen blockweise
alternierend die Daten eines ersten und zweiten Audiokanals (L, R) übertragen werden.
20
7. Sendeeinrichtung (S40) zur Verwendung in einem drahtlosen
Audiosignalübertragungsverfahren gemäß einem der Ansprüche 1 bis 6 zwischen der
Sendereinrichtung (S40) und einer räumlich benachbarten Empfangseinrichtung (E50),
die einer in ein Raumklangsystem einbezogenen Audiosignalwiedergabeeinrichtung
25 (LB) zugeordnet ist,
dadurch gekennzeichnet, dass
 - die Sendeeinrichtung (S40) zwei Hochfrequenzsender (S5, S6) enthält, denen
digitalisierte Audio- und Steuersignale als Datenpakete (FD) aus einer
Codiereinrichtung (CS) zugeführt sind,
30
 - die beiden Hochfrequenzsender (S5, S6) Quadratursignale im gleichen Frequenzband (f)
erzeugen, die mit den Daten der Datenpakete (FD) moduliert sind, und

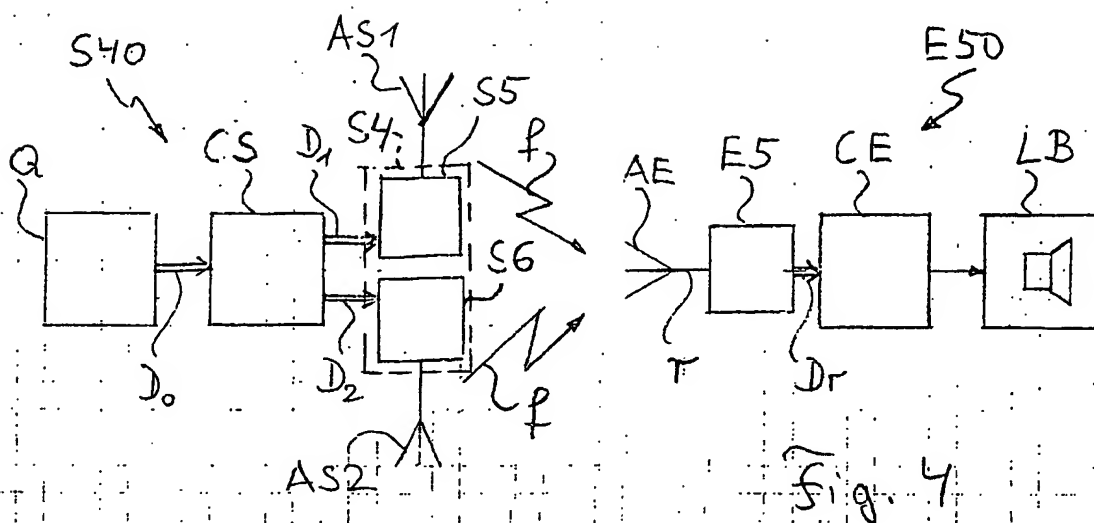
- die beiden Hochfrequenzsender (S5, S6) jeweils mit einer Antenne (AS1, AS2) für einen Senderdiversitybetrieb ausgestattet sind.
- 8. Sendeeinrichtung (S40 nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass die Codiereinrichtung (SC) aus einer ursprünglichen Datenfolge (D_0) eine erste und zweite Datenfolge (D_1 , D_2) bildet, die in einer Hochfrequenzstufe (S4) mittels zweier Quadraturmischer (M1, M2) in das gleiche Hochfrequenzband (f) umgesetzt und der ersten bzw. zweiten Antenne (AS1, AS2) zur Abstrahlung zugeführt sind.
- 10 9. Sendeeinrichtung (S40) nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass die Codiereinrichtung (SC) eine Codierung nach dem Space-Time-Blockcode vornimmt.
- 15 10. Empfangseinrichtung (E50) zur Verwendung in einem drahtlosen Audiosignalübertragungsverfahren gemäß einem der Ansprüche 1 bis 8 zwischen einer Sendereinrichtung (S40) und der räumlich benachbarten Empfangseinrichtung (E50), die einer in ein Raumklangsystem einbezogenen Audiosignalwiedergabeeinrichtung (LB) zugeordnet ist,

dadurch gekennzeichnet, daß
- 20 - die Empfangseinrichtung (E50) eine einzige Hochfrequenzempfangsstufe (E5) für den Empfang hochfrequenter, im Senderdiversity ausgestrahlter Signale enthält, die die hochfrequenten Signale in eine wesentlich tiefere Frequenzlage umsetzt, wobei das Senderdiversity zwei unterschiedliche Signale aufweist, die sendeseitig mittels zweier Antennen (AS1, AS2), aber im gleichen Frequenzband (f), abgestrahlt sind, und
- 25 - sich an die Hochfrequenzempfangsstufe (E5) eine Analog-Digitalumsetzerstufe (ADE) anschließt, der eine digitale Decodierungseinrichtung (CE) folgt, die aus den Signalen in der tiefen Frequenzlage die übertragenen Symbole (A, B, C, D) decodiert.
- 30 11. Empfangseinrichtung (E50) nach Anspruch 10 dadurch gekennzeichnet, dass die Decodierungseinrichtung (CE) eine Decodierung nach dem Space-Time-Blockcode vornimmt und in Signalflussrichtung folgende Funktionseinheiten enthält: einen elektronischen Umschalter (Sw1), der im Takt der Symbolrate (t_s) das digitalisierte Empfangssignal einem ersten und zweiten Anschluß (1, 2) einer Linearkombination (h^{-1}) zuführt, einen mit den beiden Ausgängen

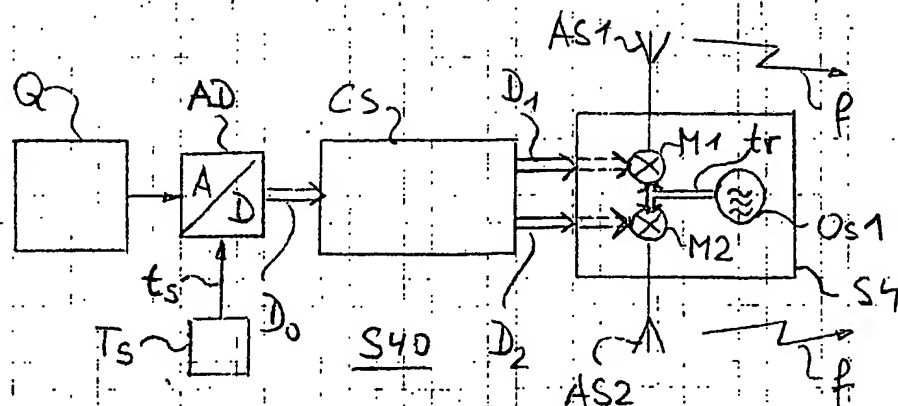
der Linearkombination (h^{-1}) verbundenen Symbolentscheider (ET) an den sich eine Symboltabelle (TB) anschließt, die an zwei parallelen Ausgängen die logischen Pegel der zugehörigen Symbole liefert und schließlich ein weiterer elektronischer Umschalter (Sw2), der durch alternierendes Umschalten im Symboltakt (t_s) aus den parallel anstehenden Symbolen

5 wieder die ursprüngliche Datenfolge (D_o) bildet.





Takt	T_1	T_2	T_3	T_4
D_0	A	B	C	D
D_1	A	$\neg B^*$	C	$\neg D^*$
D_2	B	A^*	D	C^*
even/odd	even	odd	even	odd
Symbolpaar	Sy1		Sy2	



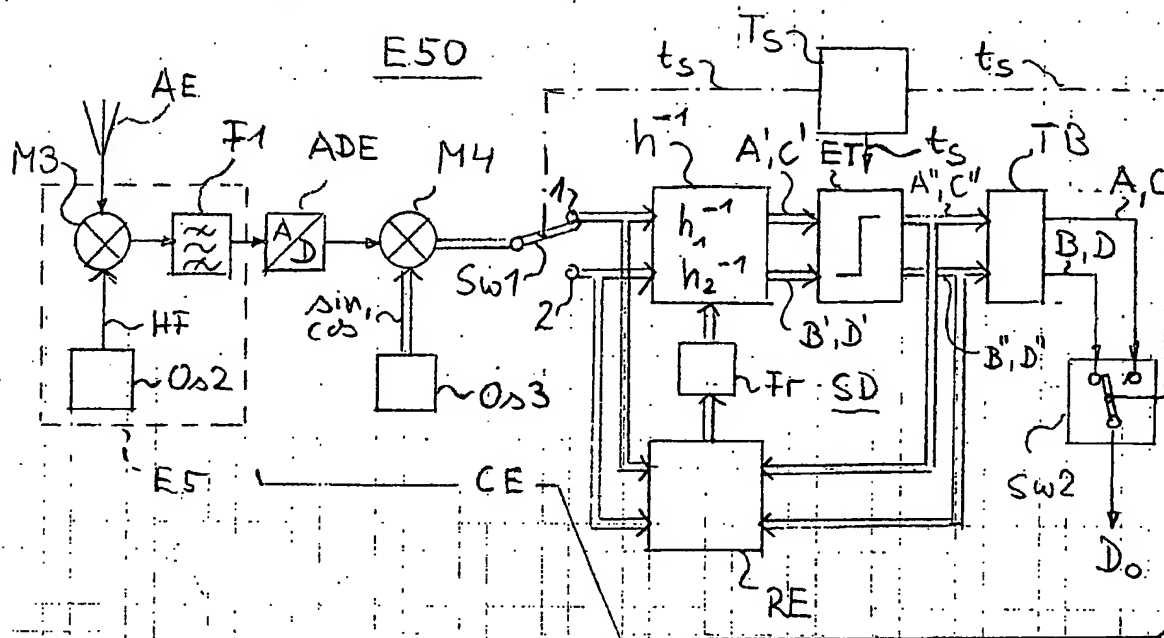


Fig. 7

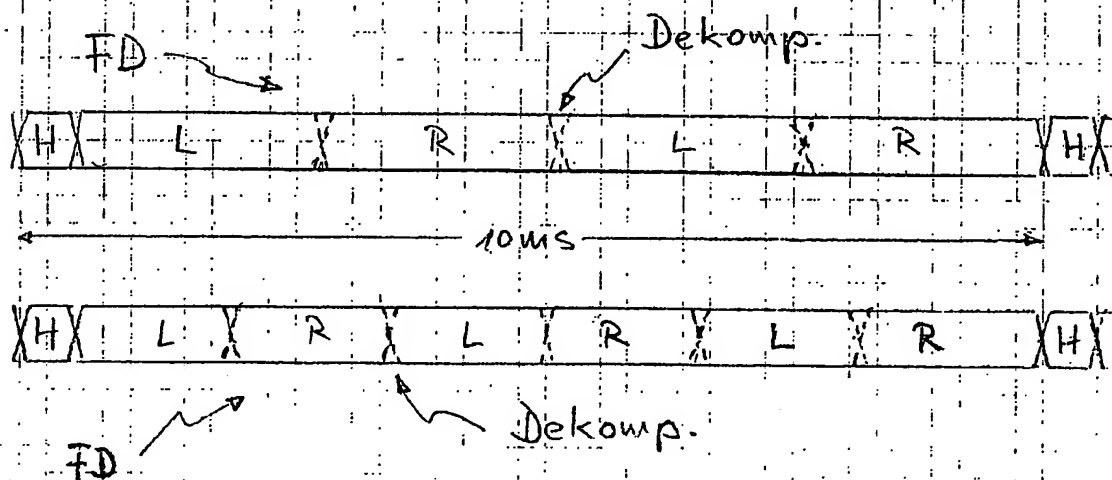


Fig. 8